

1

明 細 書

モータ駆動装置および電動パワーステアリング装置

技術分野

本発明は、モータ駆動装置に関し、特に巻線のインダクタンス値が小さいモータがデジタル化された電流指令値に基き駆動されているモータ駆動装置、および当該モータ駆動装置を用いた電動パワーステアリング装置に関する。

背景技術

自動車のハンドルを軽く操作できるようにモータの回転力で補助力を付与する電動パワーステアリング装置が良く用いられる。この電動パワーステアリング装置は、モータの駆動力を減速機を介してギア又はベルト等の伝達機構により、ステアリングシャフト或いはラック軸に補助力を付与するようになっている。このような電動パワーステアリング装置の簡単な構成を第1図に示す。操向ハンドル201の軸202は減速ギア203、ユニバーサルジョイント204a及び204b、ピニオンラック機構205を経て操向車輪のタイロッド206に結合されている。軸202には、操向ハンドル201の操舵トルクを検出するトルクセンサ207が設けられており、操向ハンドル201の操舵力を補助するモータ208が減速ギア203を介して軸202に連結されている。

このような電動パワーステアリング装置で用いられるモータ駆動の制御の一例を第2図に示す。

このようなモータ駆動の制御は、センサで検出したアナログ信号をデ

デジタル信号に変換して、その後はマイコンなどのデジタル制御手段でデジタル制御するのが一般的である。第2図においては、まず、トルクセンサ207で検出したトルク T や図示しない車速センサで検出した車速 V をデジタル値に変換して、それらの値を入力として電流指令値算出手段である電流指令値演算部10において、電流指令値 I_{ref} が演算される。この場合、電流指令値演算部10で演算した電流指令値 I_{ref} を、0次ホールド手段である0次ホールド回路14により0次ホールドして電流指令値 I_{ref0} を出力する。その0次ホールド回路14およびその問題点については後で詳細に説明する。

次に、電流検出回路28で検出された実際のモータ電流 I_m と電流指令値 I_{ref0} との偏差 ΔI が減算部20で算出される。そして、偏差 ΔI が無くなるように、例えば、電流制御部22などの電流制御手段を用いて制御される。そして、電流制御部22の出力である電圧指令値 V_{ref} がPWM制御手段であるPWM制御部24に入力され、PWM制御部24はモータ208に電流を供給するモータ駆動回路の一例であるインバータ回路26に対するPWM信号を出力する。

第2図に示されるように、電流指令値演算部10からPWM制御部22まで破線Aで囲まれた部分が、例えばマイコンなどのデジタル制御手段によって構成されている。つまり、デジタル制御手段は、少なくとも電流指令値演算手段、電流制御手段及びPWM制御手段といった複数の制御手段で構成されている。

そして、インバータ回路26は、前記PWM信号に基き、モータ208がPWM駆動され、電流指令値 I_{ref0} に合致するようにインバータ回路26からモータ208へモータ電流 I_m が供給される。

上述したように、電動パワーステアリング装置のモータ駆動の制御は

、マイコンなどのデジタル制御手段によってデジタル制御されるので、モータは0次ホールドされた電流指令値 I_{ref0} で制御される。ここで、電流指令値演算部10及び電流制御部22のサンプリング周期の一例を紹介すると、例えば、それぞれ2ms、1msと異なっている。また、電流指令値演算部10で演算して得られた電流指令値 I_{ref} を0次ホールド回路14で0次ボールドして得られた電流指令値 I_{ref0} は、階段状に変化する電流指令値となる。

ここで、0次ホールドされた電流指令値 I_{ref0} の一例を第3図に示す。第3図に示されるように、このような階段状の波形をもつ電流指令値 I_{ref0} に基いてモータが制御されても、従来はモータの巻線のインダクタンス値が比較的に大きかったために、モータ電流は急激な変化を伴う電流を通電することができず、階段状の電流波形の角の取れた滑らかなモータ電流となっていた。

しかし、以下に説明するような理由により、近年電動パワーステアリング装置などに使用されるモータの巻線のインダクタンス値が小さくなってきており、それに伴って後述する問題が発生する事態となってきた。

近年益々、電動パワーステアリング装置の高出力、高効率化が求められてきている。しかし、車輛の電源電圧は12Vであるため、高出力、高効率化のための高電圧化は困難である。従って、電動パワーステアリング装置に適用されるモータ自体も、高出力、高効率化を目的として、巻線のインダクタンス値の小さいモータが用いられる傾向にある。

この結果、第4図に示すように、0次ホールドされた階段状の電流指令値 I_{ref0} に対して、モータの巻線のインダクタンス値が小さいために、モータに通電されるモータ電流 I_m の波形も、電流指令値 I_{ref}

f_0 の波形に従った階段状の波形となる。このような階段状の電流波形を持つ実際のモータ電流 I_m に高調波が多く含まれることになり、その高調波によって騒音が発生する原因となる。これを言い換えれば、デジタル制御における量子化誤差が、実際のモータ電流 I_m に含まれる高調波の発生を引き起こし、その結果として騒音の問題を引き起こしていると言える。

また、モータの巻線のインダクタンス値が小さくなるだけでなく、近年、電動パワーステアリング装置では、小型で出力の大きい矩形波電流のブラシレス DC モータが益々用いられる傾向にあり、矩形波電流はその電流波形に di/dt が大きい部分があり、その di/dt の大きい電流部分において量子化誤差が顕著に現れる。よって、矩形波電流でモータを駆動する場合に、矩形波電流の di/dt の大きい電流部分における量子化誤差も高調波の増大に繋がり、騒音増大を引き起こす。

さらに、電動パワーステアリング装置では、バッテリー電圧が 12 V と低いため、出力を大きくしようとする、電流が大きくなり、最大で 100 A 程度を通電する必要がある。そこで、大きな電流を供給するために、結果として、モータ電流の di/dt が大きくなり、上述した問題を助長する結果となっている。

ここで、上述したデジタル制御手段の各制御手段間のサンプリング周期が異なることと類似した課題を扱った特許文献（特開 2000-018069 号公報）が存在する。ただし、特開 2000-018069 号公報では、電動パワーステアリング装置に関するものではなく、自動車用スロットルバルブ制御装置に関するものである。第 5 図は、特開 2000-018069 号公報で開示されている自動車用スロットルバルブ制御装置の制御ブロック図を示したものである。第 5 図に示されるよう

に、スロットルバルブの開度指令に対し当該バルブを開放するためのモータ 308 が開度指令どおりに動作しているか否か開度センサ 303 のフィードバック信号であるスロットル開度信号によるフィードバック制御を実行している。

当該制御ブロックの構成は以下の通りである。開度指令がインターフェイス 302 を介して、開度センサ 303 で検出されたスロットル開度信号がオペアンプ 304 を介して、低速マイコンで構成された開度制御部 301 に入力される。そして、それらの入力値を基に開度制御部 301 で演算された電流指令と正、逆回転信号とが出力される。正、逆回転信号は Hブリッジで構成されたチョッパ 307 に直接入力される。一方、電流指令の方は、フィルター 306 を介してアナログ回路で構成された電流制御部 305 に入力される。電流制御部 305 では、フィルター 306 を介した電流指令と、電流検出のための抵抗 309 で検出された電流（電流検出信号）とに基き演算された PWM 信号が出力され、当該 PWM 信号に基いてチョッパ 307 が制御され、チョッパ 307 からモータ 308 に電流が供給される。

開度制御部 301 は低速マイコンのデジタル回路で構成され、電流制御部 305 は高速アナログ回路で構成されている理由は、電流制御部は高速で演算する必要があるが、高速演算できるマイコンは高価なので、開度制御部 301 は安価な低速マイコンで構成し、一方、高速演算が必要な電流制御部 305 は安価な高速アナログ回路で構成し、全体として安価で高速制御ができるようになっている。しかし、デジタル信号がアナログ回路に直接入力されるのは好ましくないので、コンデンサと抵抗で構成されるローパスフィルターであるフィルター 306 を介して入力されている。

ところが、特開 2000-018069 号公報で開示されている自動車用スロットルバルブ制御装置では、単なるローパスフィルターを用いても位相遅れが大きく、制御系全体として高速応答を実現できない問題がある。また、巻線のインダクタンス値が小さいモータに関する課題に関しては、何等言及されていないなど、巻線のインダクタンス値が小さいモータを用いたモータ駆動装置やそのモータ駆動装置を具備した電動パワーステアリング装置をデジタル制御する場合の解決策の開示はされていない。

上述したように、巻線のインダクタンス値が小さいモータを、電流指令値演算手段、電流制御手段や PWM 制御手段等のサンプリング周期が異なる複数の制御手段で構成されているデジタル制御手段で制御するモータ駆動装置において、電流指令値演算手段で演算された電流指令値 I_{ref} が 0 次ホールドされた場合、0 次ホールドされた電流指令値 I_{ref0} が階段状の波形となり、その結果、モータの巻線に通電される電流の波形も、電流指令値 I_{ref0} の階段状の波形と似た電流波形になる。モータ電流 I_m のこの階段状の電流波形には高調波成分が多く含有され、高調波電流によって騒音が引き起こされる。また、当該モータ駆動装置を具備した電動パワーステアリング装置においても、運転者などに騒音による不快感を与えることとなる。

本発明は、上述した課題を解決するために成されたものであり、本発明の目的は、巻線のインダクタンス値が小さいモータを、電流指令値演算手段、電流制御手段や PWM 制御手段などのサンプリング周期が異なる複数の制御手段で構成されるデジタル制御手段で制御するモータ駆動装置において、量子化誤差を減少することによりモータ電流の高調波（高調波成分）を抑制し、よってモータ騒音を低減させるモータ駆動装置

、及び当該モータ駆動装置を具備した電動パワーステアリング装置を提供することにある。

発明の開示

本発明は、モータと、少なくとも電流指令値演算手段、電流制御手段及び前記モータに電流を供給するモータ駆動回路をPWM制御するPWM制御手段を構成要素とするデジタル制御手段とを具備したモータ駆動装置に関するものであり、本発明の上記目的は、サンプリング周期が異なる前記デジタル制御手段の各構成要素の間にn次ホールド手段（nは自然数である）を設けることによって効果的に達成される。

また、本発明の上記目的は、前記電流指令値演算手段と前記電流制御手段との間に前記n次ホールド手段を設けることにより、或いは、前記電流制御手段と前記PWM制御手段との間に前記n次ホールド手段を設けることにより、或いは、前記n次ホールド手段は、n次式を使用したホールド手段、最小2乗法によって誤差を最小にするようにn次式にフィットさせるホールド手段、 $G(s) = T^{-1} \cdot (1 + T \cdot s) \left[(1 - \exp(-T \cdot s)) / (T \cdot s) \right]^2$ （ただし、Tはサンプリング周期である）を伝達関数とする1次ホールド手段、又は $u(t) = u(k) + [(t - k \cdot Ts) / Ts] (u(k+1) - u(k))$ （ただし、 $k \cdot Ts < t < (k+1) \cdot Ts$ が成立し、Tsはサンプリング周期である）を伝達関数とする1次ホールド手段のいずれかであることによってより効果的に達成される。

更に、本発明の上記目的は、前記デジタル制御手段としてマイコンを用いることにより、或いは、前記モータの巻線のインダクタンス値が100μH以下であることにより、或いは、前記モータがブラシレスDC

モータであることにより、或いは、前記モータの通電電流が矩形波電流であることによってより効果的に達成される。

また、本発明は巻線のインダクタンス値が小さいモータと、少なくとも電流指令値演算手段、電流制御手段及び前記モータに電流を供給するモータ駆動回路をPWM制御するPWM制御手段を構成要素とするデジタル制御手段とを具備したモータ駆動装置を備えた電動パワーステアリング装置に関するものであり、本発明の上記目的は、上述した本発明のモータ駆動装置を具備することによって効果的に達成される。

図面の簡単な説明

第1図は、電動パワーステアリング装置の一般的な構成を示す図である。

第2図は、従来の0次ホールドされた電流指令値によるモータ駆動のための制御ブロック図である。

第3図は、0次ホールドされた電流指令値に制御された従来の巻線インダクタンス値の大きいモータの電流波形を示す図である。

第4図は、0次ホールドされた電流指令値に制御された巻線インダクタンス値の小さいモータの電流波形を示す図である。

第5図は、デジタル制御手段とアナログ制御手段とをローパスフィルタを介して接続したハイブリッド構成の自動車用スロットルバルブ制御装置の制御ブロック図である。

第6図は、本発明の n 次ホールド手段を用いたモータ駆動装置の制御ブロック図である。

第7図は、本発明の n 次式を用いた n 次ホールドに用いられる伝達関数を説明するための模式図である。

第 8 図は、本発明の 2 次式を用いた 2 次ホールドに用いられる伝達関数を説明するための模式図である。

第 9 図は、本発明の最小 2 乗法によって過去サンプル値の誤差を最小にするように n 次式にフィットさせるようにする n 次ホールドに用いられる伝達関数を説明するための模式図である。

第 10 図は、本発明の 1 次ホールド手段による 1 次ホールドされた電流指令値を示す図である。

第 11 図は、本発明の 1 次ホールドされた電流指令値の効果と、従来の 0 次ホールドされた電流指令値の効果の比較を示す図である。

第 12 図は、量子化誤差に関する矩形波電流制御と正弦波電流制御の差を示す図である。

第 13 図は、ブラシレス DC モータの騒音に関する従来の 0 次ホールドされた電流指令値と本発明の 1 次ホールドされた電流指令値との効果の差を示す図である。

第 14 図は、本発明の n 次ホールド手段を 2 ヶ所に用いたモータ駆動装置の制御ブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

本発明を実現する基本的な考えは、巻線のインダクタンス値が小さいモータを例えばマイコンなどのデジタル制御手段で制御するモータ駆動装置において、前記デジタル制御手段の構成要素である、電流指令値演算手段、電流制御手段や PWM 制御手段等の各制御手段のサンプリング周期が異なる場合には、各制御手段の間に n 次ホールド手段（ n は自然数である）を設けることにある。

例えば、サンプリング周期が異なる電流指令値演算手段と電流制御手

10

段との間に n 次ホールド手段を設ければ、電流指令値演算手段で演算決定された電流指令値 I_{ref} を n 次ホールド手段で n 次ホールドして電流指令値 I_{refn} とすることにより、量子化誤差を低減することができ、その結果、モータ電流の高調波を抑制することができ、よってモータ騒音を低減することもできる。

また、サンプリング周期が異なる電流制御手段と PWM 制御手段との間に n 次ホールド手段を設ければ、電流制御手段の出力である電圧指令値 V_{ref} を n 次ホールド手段で n 次ホールドして電圧指令値 V_{refn} とすることにより、量子化誤差を低減することができ、その結果、モータ電流の高調波を抑制することができ、よってモータ騒音を低減することもできる。

以下、図面を参照しながら、本発明の好適な実施例を詳細に説明する。

。

実施例 1

第 6 図は本発明に係るモータ駆動装置の実施例 1 の制御ブロック図である。第 6 図に示されるように、電流指令値演算手段である電流指令値演算部 10 の後段に、 n 次ホールド手段である n 次ホールド回路 16 が設けられている。

第 6 図において、まず、車速 V 及びトルク T を入力として電流指令値演算手段である電流指令値演算部 10 で電流指令値 I_{ref} が演算され、その電流指令値 I_{ref} は、電流指令値演算部 10 から n 次ホールド手段である n 次ホールド回路 16 へ出力される。次に、電流指令値 I_{ref} は、 n 次ホールド回路 16 によって n 次ホールドされ、電流指令値 I_{refn} として n 次ホールド回路 16 から出力され、減算部 20 に入

力される。

一方、電流検出回路 28 で検出されたモータ電流 I_m も減算部 20 にフィードバックされて、電流指令値 I_{refn} とモータ電流 I_m との偏差 ΔI が減算部 20 で算出される。そして、偏差 ΔI は、電流制御手段である電流制御部 22 に入力され、偏差 ΔI が無くなるように、つまり、実際のモータ電流 I_m が電流指令値 I_{refn} と同じ電流となるように制御される。

そして、電流制御部 22 の出力である電圧指令値 V_{ref} が PWM 制御手段である PWM 制御部 24 に入力され、PWM 制御部 24 はモータ 208 に電流を供給するモータ駆動回路の一例であるインバータ回路 26 に対する PWM 信号を出力する。ここで、電流指令値演算部 10 から PWM 制御部 22 まで破線 A で囲まれた部分が、例えばマイコンなどのデジタル制御手段によって構成されている。

そして、インバータ回路 26 は、PWM 制御部 24 から出力された PWM 信号に基き、モータ 208 が PWM 駆動され、電流指令値 I_{refn} に合致するようにインバータ回路 26 からモータ 208 へモータ電流 I_m が供給される。

以上が実施例 1 のモータ駆動装置の構成に関する説明である。ここで重要なことは、電流指令値演算部 10 と電流制御部 22 のサンプリング周期は、例えば、2ms と 1ms であるように異なっているので、本発明のポイントである n 次ホールド手段である n 次ホールド回路 16 が、電流指令値演算部 10 と電流制御部 22 との間に設けられていることである。

そこで、 n 次ホールド手段である n 次ホールド回路 16 について、以下のように詳細に説明する。

12

まず、従来の場合の 0 次ホールド回路は、数 1 で表される伝達関数を用いて表現することができる。

【数 1】

$$G(s) = (1 - \exp(-s \cdot T)) / s$$

ここで、 $G(s)$ は 0 次ホールド回路の伝達関数で、また、 T はサンプリング周期である。

一方、本発明で用いられる n 次ホールド回路 16 (n は自然数である) の場合は、例えば、 $n = 1$ の際、つまり、1 次ホールド回路の場合に、下記数 2 で表される伝達関数を用いて表現することができる。

【数 2】

$$G(s) = T^{-1} \cdot (1 + T \cdot s) [(1 - \exp(-T \cdot s)) / (T \cdot s)]^2$$

ここで、 $G(s)$ は 1 次ホールド回路の伝達関数で、また、 T はサンプリング周期である。つまり、数 2 の伝達関数を用いた 1 次ホールド回路は、ある時点から次の時点までの間は、その一つ前の時点間の傾斜の値を継続するようにしたホールド回路である。

なお、1 次ホールド回路の伝達関数は、上記数 2 に限定されるものではなく、例えば、下記数 3 で表される伝達関数を使用することもできる。

数 3 の伝達関数を用いる 1 次ホールド (FOH) は、上述した 0 次ホールド (ZOH) のメカニズムと異なり、サンプリングされた離散時間信号 $u(k)$ を連続時間信号 $u(t)$ に変換するため、つまり、1 次ホールド回路の入力はサンプリングされた離散時間信号 $u(k)$ で、1 次ホールド回路の出力は連続時間信号 $u(t)$ であり、各サンプル点の間で、即ち、各離散時間信号 $u(k)$ 間で、下記数 3 で表す線形補間を使

う。

【数 3】

$$u(t) = u(k) + [(t - k \cdot T_s) / T_s] (u(k+1) - u(k))$$

ただし、 $k \cdot T_s < t < (k+1) \cdot T_s$ が成立し、 T_s はサンプリング周期である。 $u(k)$ は 1 次ホールド回路の入力となるサンプリングされた離散時間信号で、また、 $u(t)$ は 1 次ホールド回路の出力となる連続時間信号である。

なお、数 3 の伝達関数を用いる 1 次ホールドは、三角型近似あるいは *ramp-invariant* 近似とも呼ばれている。

本発明のポイントである n 次ホールド手段である n 次ホールド回路 16 について、 $n = 1$ の際、つまり、1 次ホールド回路の場合について、上記のように 1 次ホールド回路に用いられる 2 つの伝達関数を説明したが、本発明の n 次ホールド回路 16 に用いられる伝達関数を以下のように説明する。

本発明の n 次ホールド手段による n 次ホールドは、 n 次式を用いたホールドである。つまり、本発明の n 次ホールドとは、 n 次ホールド手段である n 次ホールド回路 16 の入力となる、過去 $(n+1)$ 個のサンプル、つまり、サンプリングされた $(n+1)$ 個の離散時間信号から、 n 次式を作成して、補間値を予測して、 n 次ホールド回路 16 の出力となる連続時間信号を生成するものである。

n 次ホールド手段である n 次ホールド回路 16 について、 $n = 2$ の際、例えば、第 7 図に示されるように、過去 3 サンプル (Y_0, Y_1, Y_2) から、下記数 4 で表す 2 次式を作成して、補間値 Y_3 を予測する。

【数 4】

$$Y = at^2 + bt + c$$

ここで、数4の2次式の係数 a 、 b 、 c を求める連立方程式は、下記数5のようになる。

【数5】

$$\begin{pmatrix} t_0^2 & t_0 & 1 \\ t_1^2 & t_1 & 1 \\ t_2^2 & t_2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix}$$

よって、補間値 Y_3 を求める2次式は、下記数6のようになる。

【数6】

$$Y_3 = at_3^2 + bt_3 + c = \begin{pmatrix} t_3^2 & t_3 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t_0^2 & t_0 & 1 \\ t_1^2 & t_1 & 1 \\ t_2^2 & t_2 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix}$$

実際の計算では、数6の逆行列部分は予め計算することができる。例として、サンプリング周期 $2T$ の制御部出力値からサンプリング周期 T の制御部入力値を求める。その結果、過去値3サンプル(Y_0 , Y_1 , Y_2)と2次式に基づいて、各係数は下記数7のようになる。

【数7】

$$Y_3 = \begin{pmatrix} 0.375 & -1.25 & 1.875 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \end{pmatrix}$$

また、結果として、例えば、過去値2サンプル(Y_0 , Y_1)と1次式に基づいて、各係数は下記数8のようになる。

【数8】

$$Y_2 = \begin{pmatrix} -0.5 & 1.5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_0 \\ Y_1 \end{pmatrix}$$

15

例えば、過去値 4 サンプル (Y_0, Y_1, Y_2, Y_3) と 3 次式に基づいて、各係数は下記数 9 のようになる。

【数 9】

$$Y_4 = (-0.3125 \quad 1.3125 \quad -2.1875 \quad 2.1875) \begin{pmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{pmatrix}$$

例えば、過去値 5 サンプル (Y_0, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4) と 4 次式に基づいて、各係数は下記数 10 のようになる。

【数 10】

$$Y_5 = (0.2734 \quad -1.4062 \quad 2.9531 \quad -3.2812 \quad 2.4609) \begin{pmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \end{pmatrix}$$

より詳細に説明すると、上述した n 次式を用いた n 次ホールドで、例えば、第 8 図に示されるように、2 次ホールドに用いられる伝達関数は、下記数 11 で表すことができる。

【数 11】

$$y[k] = ak^2 + bk + c$$

ここで、 $y[0.5]$ ($k = 0.5$ のときの y の値) の値を求める。係数 a, b, c を前々回値 $y[-2]$ 、前回値 $y[-1]$ 、今回値 $y[0]$ で表すと、下記数 12、数 13、数 14 が成立する。

【数 12】

$$y[0] = c$$

16

【数 1 3】

$$y[-1] = a - b + c$$

【数 1 4】

$$y[-2] = 4a - 2b + c$$

数 1 2、数 1 3 より、下記数 1 5 が成立する。

【数 1 5】

$$a - b = y[-1] - c = y[-1] - y[0]$$

同様に、数 1 4 より、下記数 1 6 が成立する。

【数 1 6】

$$4a - 2b = y[-2] - y[0]$$

数 1 2、数 1 5、数 1 6 より、下記数 1 7 が成立する。

【数 1 7】

$$a = \frac{y[-2] - 2y[-1] + y[0]}{2}$$

$$b = \frac{y[-2] - 4y[-1] + 3y[0]}{2}$$

$$c = y[0]$$

数 1 7 を用いて、 $y[0.5]$ を計算すると、下記数 1 8 が成立する。

【数 1 8】

$$y[0.5] = \frac{15y[0] - 10y[-1] + 3y[-2]}{8}$$

数 1 8 を z^{-1} 等を用いて表すと、下記数 1 9 が成立する。

【数 1 9】

$$y\left[k + \frac{1}{2}\right] = \frac{15 - 10z^{-1} + 3z^{-2}}{8} y[k]$$

17

以上は、本発明の n 次ホールドの具体的な一実施例、つまり、 n 次式を用いた n 次ホールドについて説明したが、本発明の n 次ホールドはそれに限定されることが無く、 n 次ホールド手段である n 次ホールド回路の入力信号となる過去サンプル（例えば、後述する実施例 2 のように、電流制御部 22 と PWM 制御部 24 との間に設けられた n 次ホールド回路の入力となる電圧指令値）によって、例えば、最小 2 乗法によって過去サンプル値の誤差を最小にするように n 次式にフィットさせるようにしても良い。

具体的に、例えば、第 9 図に示されるように、過去 3 サンプルから最小 2 乗法による 1 次式を作成して、補間値を予測する。要するに、最小 2 乗法によって、下記数 20 で表す 1 次式の各係数を計算する。

【数 20】

$$Y = at + b$$

ここで、数 20 の係数 a 、 b を求める連立方程式は、下記数 21 のようになる。

【数 21】

$$\begin{pmatrix} \sum t_i^2 & \sum t_i \\ \sum t_i & \sum 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum t_i Y_i \\ \sum Y_i \end{pmatrix}$$

よって、過去 3 サンプルから補間値 Y_3 を求める 1 次式は、下記数 22 のようになる。

【数 22】

$$Y_3 = at_3 + b = \begin{pmatrix} t_3 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sum t_i^2 & \sum t_i \\ \sum t_i & \sum 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \sum t_i Y_i \\ \sum Y_i \end{pmatrix}$$

実際の計算では、数 22 の逆行列部分は予め計算することができる。その結果、過去値 3 サンプルと 1 次式に基づいて、各係数は下記数 23

のようになる。

【数 2 3】

$$Y = (0.75 \quad -0.4167) \begin{pmatrix} \sum t_i Y_i \\ \sum Y_i \end{pmatrix} \quad cf. \begin{cases} \sum t_i Y_i = Y_1 + 2Y_2 \\ \sum Y_i = Y_0 + Y_1 + Y_2 \end{cases}$$

また、結果として、例えば、過去値 4 サンプルと 2 次式に基づいて、各係数は下記数 2 4 のようになる。

【数 2 4】

$$Y = (0.6875 \quad -1.6625 \quad 0.3375) \begin{pmatrix} \sum t_i^2 Y_i \\ \sum t_i Y_i \\ \sum Y_i \end{pmatrix} \quad cf. \begin{cases} \sum t_i^2 Y_i = Y_1 + 4Y_2 + 9Y_3 \\ \sum t_i Y_i = Y_1 + 2Y_2 + 3Y_3 \\ \sum Y_i = Y_0 + Y_1 + Y_2 + Y_3 \end{cases}$$

なお、以上のように、本発明の n 次ホールドの具体的な 2 つの実施例について説明したが、n 次式を用いた n 次ホールドも、最小 2 乗法によって過去サンプル値の誤差を最小にするように n 次式にフィットさせるようにする n 次ホールドも、最終的に計算する補間値は、例えば、過去値 4 サンプルに基づいた場合、下記数 2 5 の形で表すことができる。よって、本発明の n 次ホールドに必要な計算量が少なく（単なる積和であるため）、実用上は全く問題がないことが明らかである。

【数 2 5】

$$Y = \alpha_0 Y_0 + \alpha_1 Y_1 + \alpha_2 Y_2 + \alpha_3 Y_3$$

ここで、以上説明したような本発明の n 次ホールド手段である n 次ホールド回路 16 でホールドされた電流指令値 I r e f n の一例（n = 1 の場合）である電流指令値 I r e f 1 を第 10 図に示す。第 10 図の電流指令値 I r e f 1 と第 4 図の電流指令値 I r e f 0 とを比較する。明らかに、本発明の 1 次ホールド回路でホールドされた電流指令値 I r e f 1 の方が、従来の 0 次ホールド回路 14 でホールドされた電流指令値

I_{ref0} より、量子化誤差が少なく、理想電流指令値 I_{refid} に近い値を示している。

言い換えると、本発明の n 次ホールド回路 16、第 10 図の場合、1 次ホールド回路で 1 次ホールドされた電流指令値 I_{ref1} は、従来の 0 次ホールドされた電流指令値 I_{ref0} と異なり、階段状の波形の電流指令値ではなく、角の取れた滑らかな波形の電流指令値である。そして、モータの巻線のインダクタンス値が小さいので、実際のモータ電流 I_m は、電流指令値 I_{ref1} と同じように角の取れた滑らかな波形の電流となる。よって、高調波成分の少ないモータ電流 I_m が、インバータ回路 26 からモータ 208 に供給される。その結果、騒音に関しても、本発明の 1 次ホールドによる電流指令値 I_{ref1} に基づいて駆動されたモータが発生する騒音の方が、従来の 0 次ホールドによる電流指令値 I_{ref0} に基づいて駆動されたモータが発生する騒音より大幅に小さく、騒音問題が改善される。

第 11 図は、本発明の電流指令値 I_{ref1} で制御されたモータ電流の波形と従来の電流指令値 I_{ref0} で制御されたモータ電流の波形を比較した図である。第 11 図 (A) に示す従来の電流指令値 I_{ref0} で制御されたモータ電流 I_m は、第 11 図 (B) に示すような量子化誤差の影響を受けた電流指令値 I_{ref0} と同じような階段状の波形になり高調波成分を多く含んでいる。一方、第 11 図 (C) に示す本発明の電流指令値 I_{ref1} で制御されたモータ電流 I_m は、電流指令値 I_{ref1} が量子化誤差の少ない理想電流指令値 I_{refid} に近似した波形なので、第 11 図 (D) に示すように理想電流指令値 I_{refid} に近似した電流波形となり高調波も少ない。

特に、巻線のインダクタンス値が $100\ \mu\text{H}$ 以下のようなインダクタ

20

ンス値が非常に小さいモータにおいては、実際のモータ電流 I_m の波形は電流指令値どおりの波形として出力される。よって、巻線のインダクタンス値が $100\ \mu\text{H}$ 以下のようなインダクタンス値が非常に小さいモータに対して本発明を適用すれば、 n 次ホールドされた電流指令値（第 11 図（C）及び第 11 図（D）に示したのは 1 次ホールドされた電流指令値 I_{ref1} の例である）は、量子化誤差の少ない電流指令値なので、モータ電流も高調波が少なくなるという優れた効果が特に期待できる。

なお、本発明では、 n 次ホールド手段の n の値が大きくなればなるほど、ホールドされた電流指令値がより理想電流指令値 I_{refid} に近づくことができる。例えば、2 次ホールド手段によるホールドされた電流指令値 I_{ref2} は、1 次ホールド手段によるホールドされた電流指令値 I_{ref1} より、より理想電流指令値 I_{refid} に近づくことができる。

次に、本発明をブラシレス DC モータを矩形波電流で駆動した場合について第 12 図を参照して説明する。矩形波電流は、正弦波電流と比べて、電流波形に関し、電流変化の大きい、即ち di/dt の大きい部分が存在する。 di/dt が大きければ、量子化誤差は大きくなるので、モータ電流の高調波の増大、さらに、騒音の問題が顕著に顕在化してくる。よって、本発明の n 次ホールドによる電流指令値は矩形波電流のモータ制御に対して量子化誤差を緩和して高調波の少ないモータ電流の供給でき、延いては騒音の低減に効果を発揮することができる。

第 13 図は、ブラシレス DC モータを従来の 0 次ホールドされた電流指令値 I_{ref0} で駆動した場合、本発明の 1 次ホールドされた電流指令値 I_{ref1} で駆動した場合、及びブラシ付きモータを従来の 0 次ホ

21

ールドされた電流指令値 I_{ref0} で駆動した場合の通電電流値と騒音の関係を示した図である。第13図から明らかなように、出力の小さいブラシ付きモータの場合は、0次ホールドされた電流指令値 I_{ref0} でも通電電流が小さかったために騒音が問題になることはなかった。しかし、出力を大きくしたブラシレスDCモータの場合、通電電流が大きくなったため、従来の0次ホールドされた電流指令値 I_{ref0} で駆動された場合、騒音が、例えば、50dBを越えてしまい問題となっていた。

しかし、本発明の n 次ホールド手段を用いれば、例えば、 $n=1$ の場合、1次ホールド手段による1次ホールドされた電流指令値 I_{ref1} で駆動すれば、最大出力の電流値である100A付近まで問題の50dB付近に達することがないので、騒音が問題になることは無いという優れた効果を得ることができる。

実施例2

次に、サンプリング周期が異なる制御手段が3以上ある場合の実施例2について第14図を参照して説明する。第14図の実施例2の構成と第6図の実施例1の構成で異なるのは、電流指令値演算部10と電流制御部22との間に設けた n 次ホールド回路16の他に、さらに、電流制御部22とPWM制御部24との間に n 次ホールド手段である n 次ホールド回路18が設けられているところである。

ここで、例えば、電流指令値演算部10、電流制御部22、PWM制御部24の各サンプリング周期は、それぞれ2ms、1ms、0.5msである。実施例1では、電流指令値演算部10と電流制御部22とのサンプリング周期の違いによる量子化誤差を n 次ホールド回路16によ

2 2

って解消したが、実施例 2 では、電流制御部 2 2 と P W M 制御部 2 4 とのサンプリング周期の違いによる量子化誤差を n 次ホールド回路 1 8 によって解消している。

よって、本発明の実施例 2 では、 n 次ホールド回路 1 6 と n 次ホールド回路 1 8 との 2 つの n 次ホールド手段によって、さらに、理想の電流指令値 I_{refid} に近いモータ電流を得ることができ、モータ電流に含まれる高調波はさらに低減され、その結果、モータ騒音が大幅に低減することができる。

なお、電流指令値演算部 1 0 と電流制御部 2 2 との間に設けた n 次ホールド回路 1 6 と、電流制御部 2 2 と P W M 制御部 2 4 との間に設けた n 次ホールド回路 1 8 とは、その n 次ホールド回路の n の値は同じである必要がなく、勿論、 n の値は同じであっても構わない。例えば、電流指令値演算部 1 0 と電流制御部 2 2 との間に 1 次ホールド回路を設けると共に、電流制御部 2 2 と P W M 制御部 2 4 との間に 2 次ホールド回路を設けるようにしても良い。また、電流指令値演算部 1 0 と電流制御部 2 2 との間に 1 次ホールド回路を設けると共に、電流制御部 2 2 と P W M 制御部 2 4 との間に 1 次ホールド回路を設けるようにしても良い。

以上の説明では、サンプリング周期が 2 倍異なる制御部間での n 次ホールド回路についての実施例について説明したが、本発明はそれに限定されることがなく、サンプリング周期が整数倍異なる制御部間にも同様に n 次ホールド手段（ n 次ホールド回路）を設けることができる。

なお、以上の説明では、モータ駆動装置の制御がフィードバック制御の場合の実施例について説明したが、当該制御がフィードフォワード制御であっても同様の効果が得られる。また、当該制御において、3 相電流をそのまま使用した制御であっても、或いは、 d 、 q 変換したベクト

23

ル制御であっても同様の効果が得られる。

つまり、本発明の効果はモータ駆動をデジタル制御する一般のモータ駆動装置において期待することができ、特に、モータの駆動力をステアリングシャフト或いはラック軸に補助力を付与するようになっている電動パワーステアリング装置に対しても同じ効果を期待することができる。

産業上の利用可能性

本発明によれば、電流指令値演算手段、電流制御手段やPWM制御手段などのサンプリング周期が異なる各制御手段の間にn次ホールド手段を設けてn次ホールドするので、n次ホールドされた電流指令値 $I_{ref\ n}$ は、従来の0次ホールドされた電流指令値 $I_{ref\ 0}$ と比較して、量子化誤差が少なく、また、階段状の変化の伴わない理想に近い電流指令値となる。よって、巻線のインダクタンス値が小さいモータでも、n次ホールドされた電流指令値に基き駆動すれば、モータ電流が階段状の電流とはならないため、モータ電流の高調波成分が少なく、モータ騒音が発生しないモータ駆動装置を提供することができるという優れた効果を奏する。

更に、このようなモータ駆動装置を具備した電動パワーステアリング装置を用いれば、運転者などに騒音による不快感を与えないという優れた効果を奏する。

24

請求の範囲

1. モータと、少なくとも電流指令値演算手段、電流制御手段及び前記モータに電流を供給するモータ駆動回路をPWM制御するPWM制御手段を構成要素とするデジタル制御手段とを具備したモータ駆動装置において、サンプリング周期が異なる前記デジタル制御手段の各構成要素の間にn次ホールド手段（nは自然数である）を設けることを特徴とするモータ駆動装置。

2. 前記電流指令値演算手段と前記電流制御手段との間に前記n次ホールド手段を設ける請求の範囲第1項に記載のモータ駆動装置。

3. 前記電流制御手段と前記PWM制御手段との間に前記n次ホールド手段を設ける請求の範囲第1項又は請求の範囲第2項に記載のモータ駆動装置。

4. 前記n次ホールド手段は、

n次式を使用したホールド手段、

最小2乗法によって誤差を最小にするようにn次式にフィットさせるホールド手段、

$G(s) = T^{-1} \cdot (1 + T \cdot s) [(1 - \exp(-T \cdot s)) / (T \cdot s)]^2$ （ただし、Tはサンプリング周期である）を伝達関数とする1次ホールド手段、

又は $u(t) = u(k) + [(t - k \cdot Ts) / Ts] (u(k+1) - u(k))$ （ただし、 $k \cdot Ts < t < (k+1) \cdot Ts$ が成立し、Tsはサンプリング周期である）を伝達関数とする1次ホールド手段の

いずれかである請求の範囲第1項乃至請求の範囲第3項のいずれかに記載のモータ駆動装置。

5. 前記デジタル制御手段として、マイコンを用いる請求の範囲第1項乃至請求の範囲第4項のいずれかに記載のモータ駆動装置。

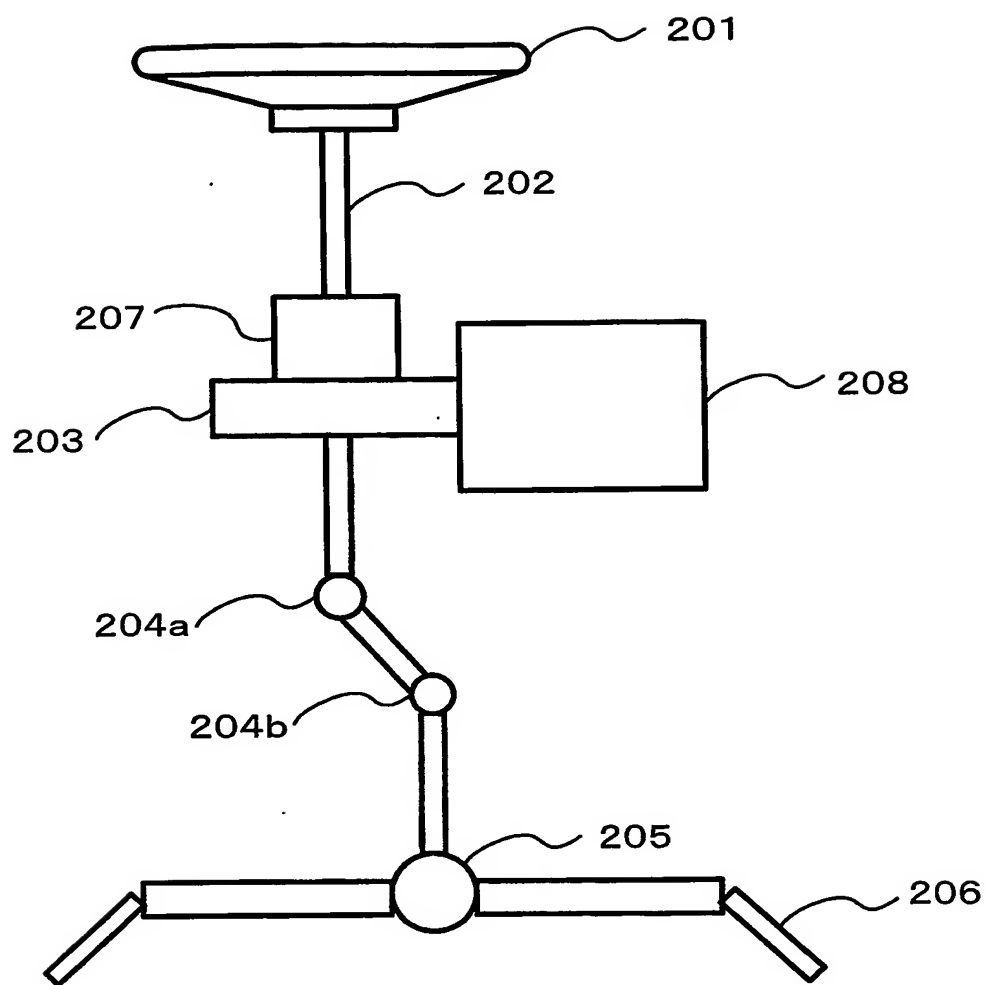
6. 前記モータの巻線のインダクタンス値が $100\mu\text{H}$ 以下である請求の範囲第1項乃至請求の範囲第5項のいずれかに記載のモータ駆動装置。

7. 前記モータがブラシレスDCモータである請求の範囲第1項乃至請求の範囲第6項のいずれかに記載のモータ駆動装置。

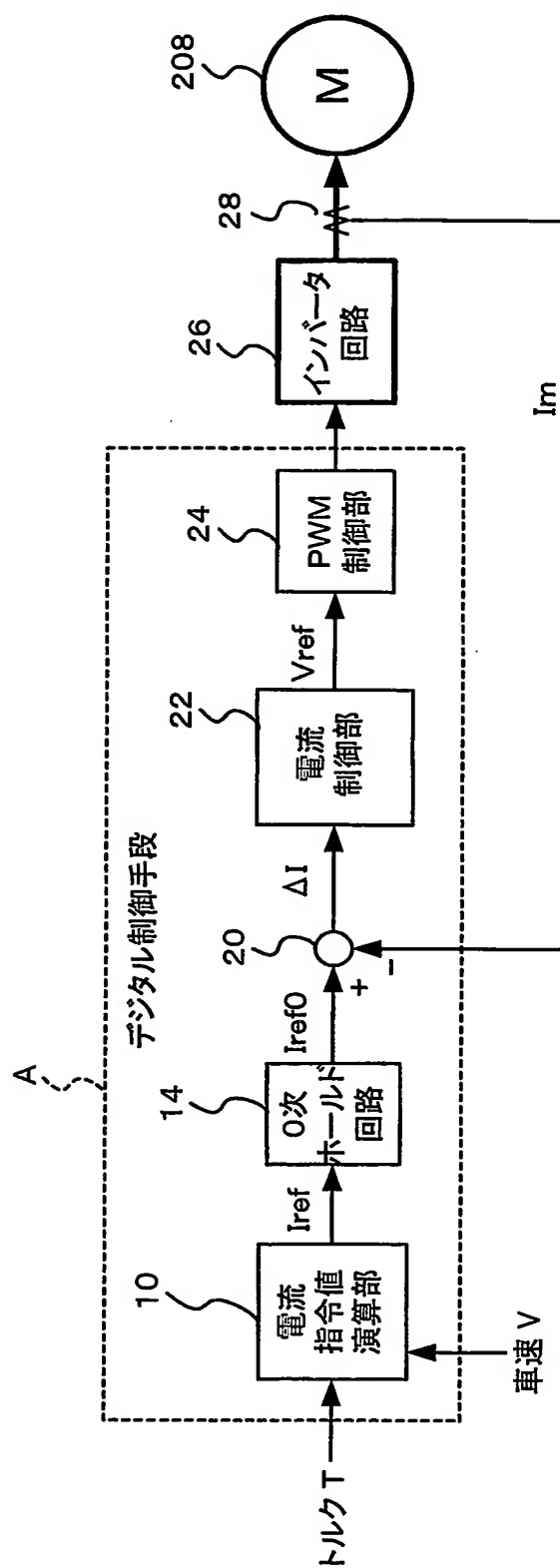
8. 前記モータの通電電流が矩形波電流である請求の範囲第1項乃至請求の範囲第7項のいずれかに記載のモータ駆動装置。

9. 請求の範囲第1項乃至請求の範囲第8項のいずれかに記載のモータ駆動装置を具備した電動パワーステアリング装置。

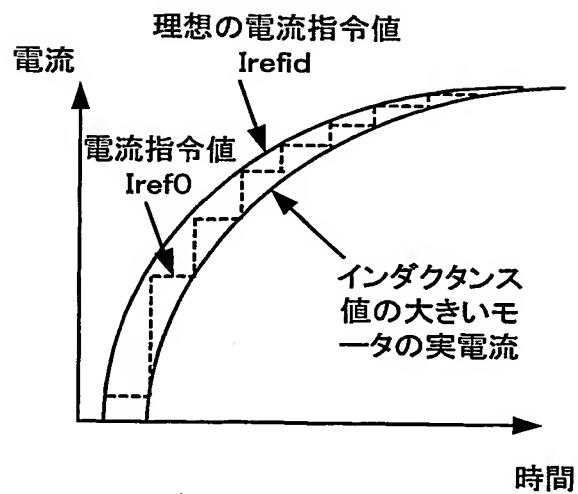
第1図



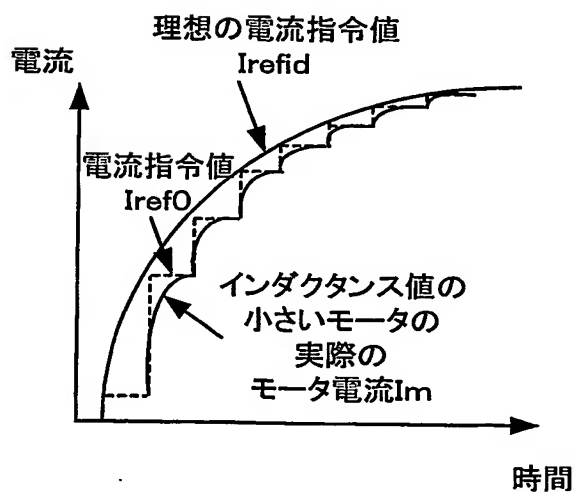
第2図



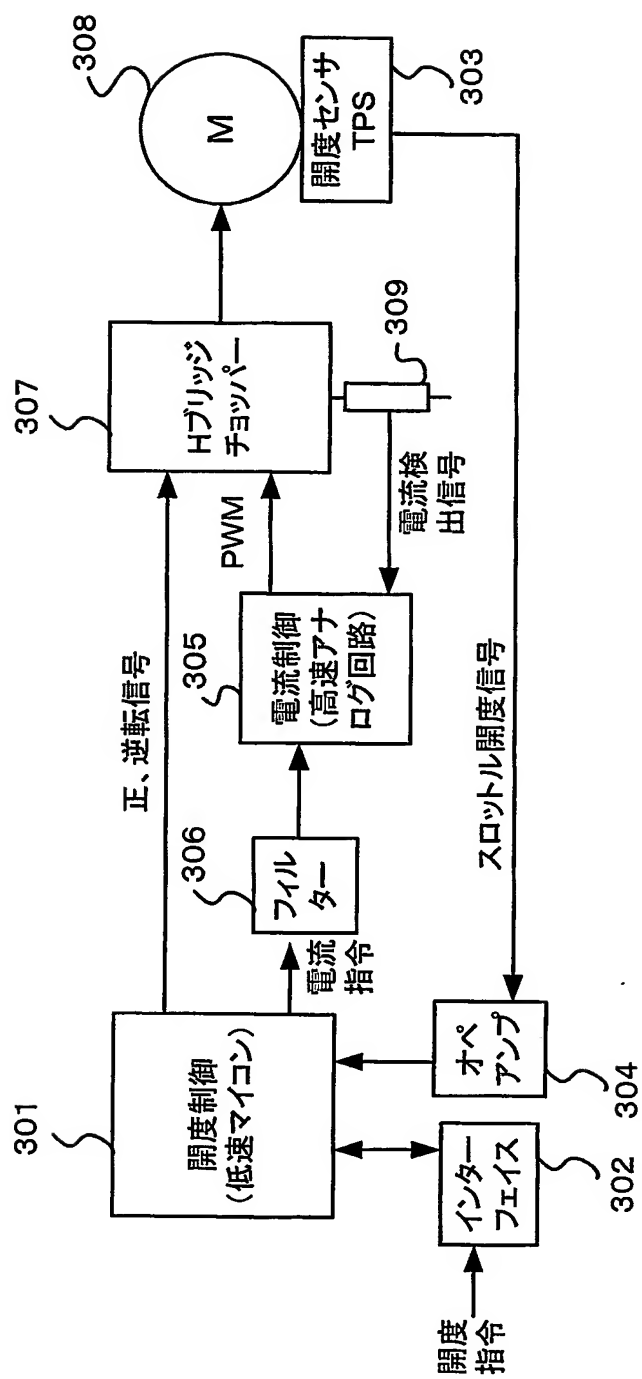
第3図



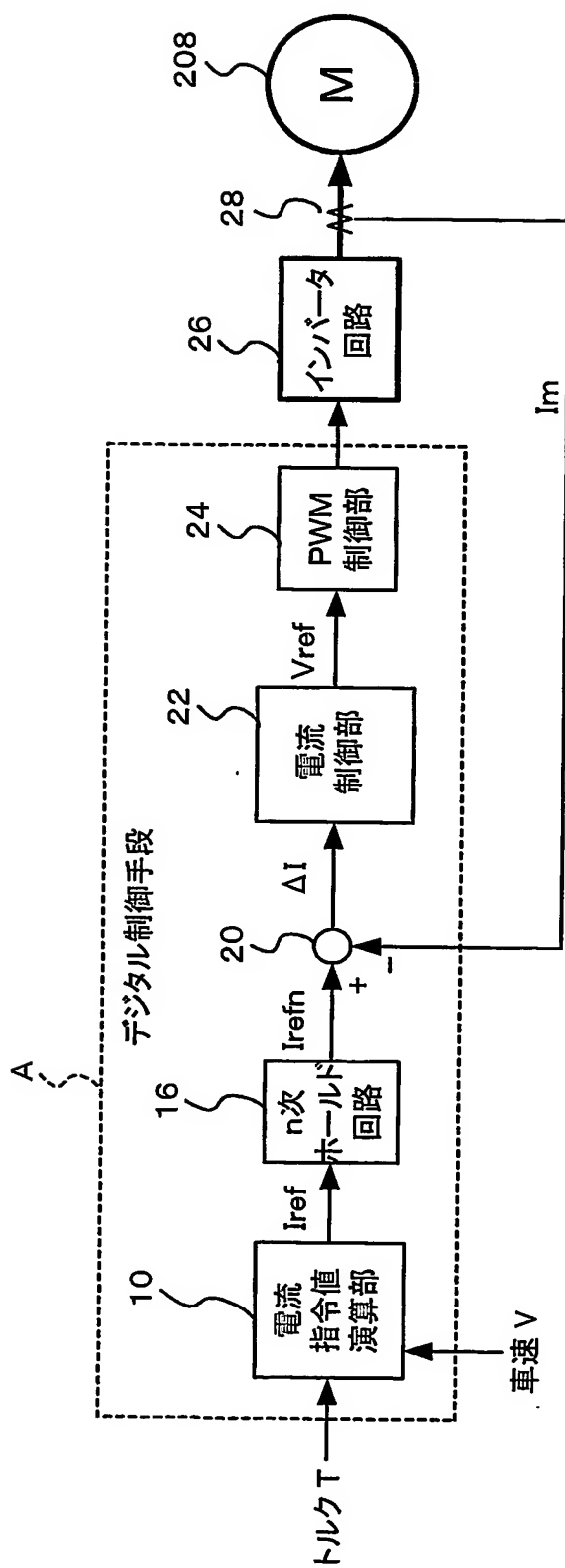
第4図



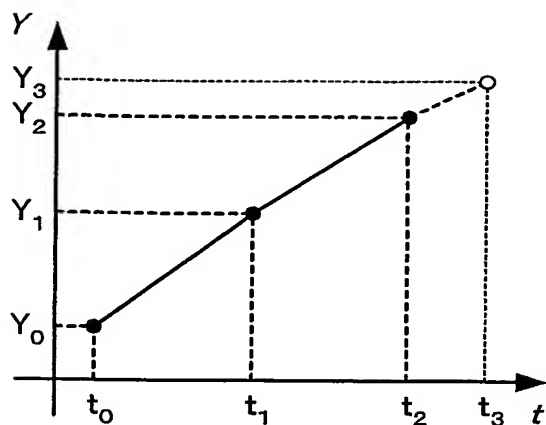
第5図



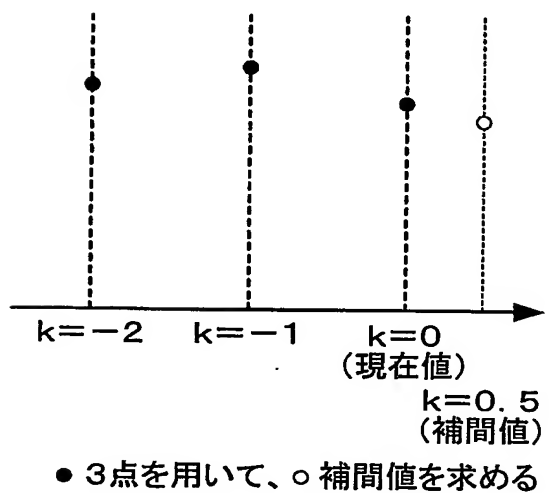
第6図



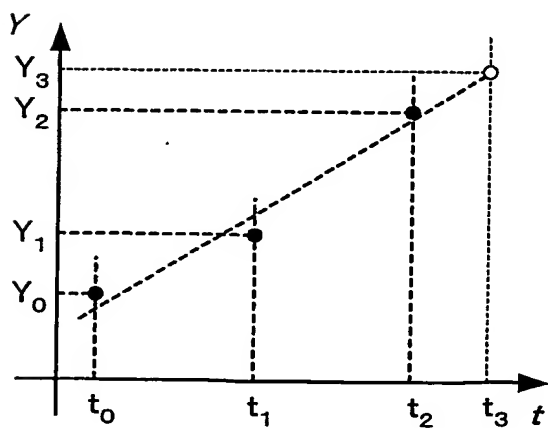
第7図



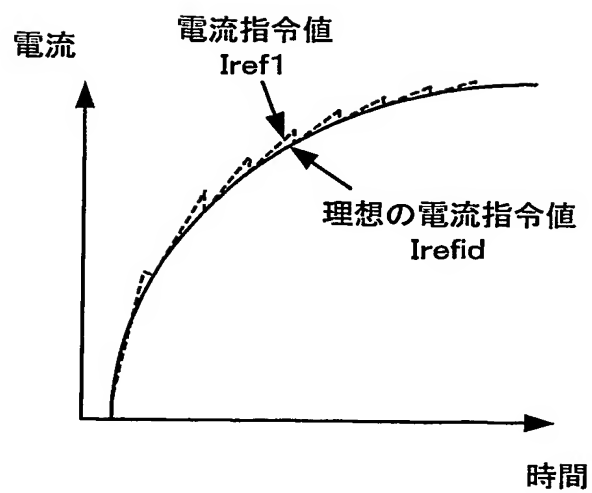
第8図



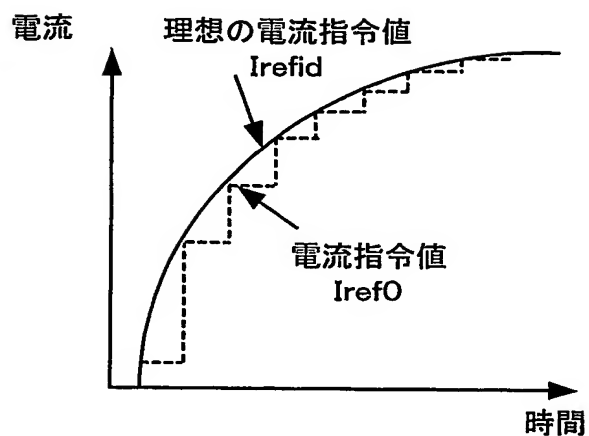
第9図



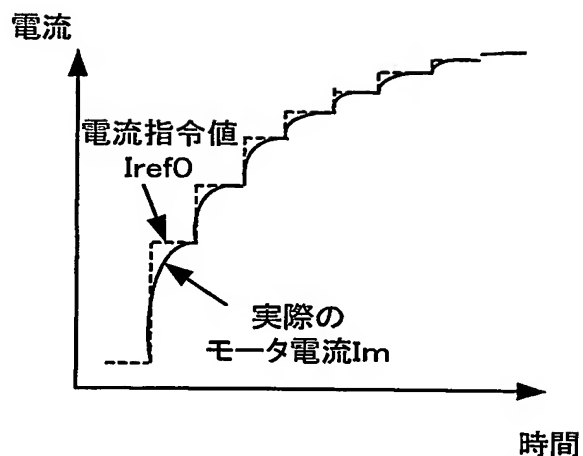
第10図



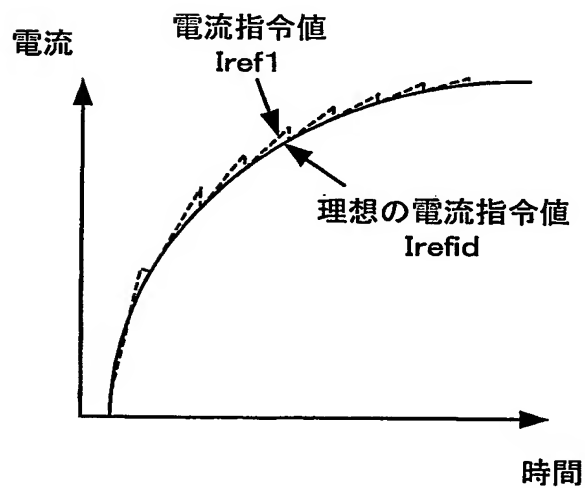
第11図



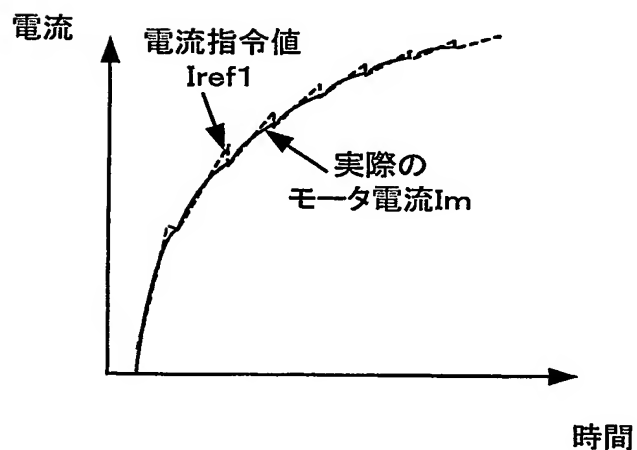
(A)



(B)

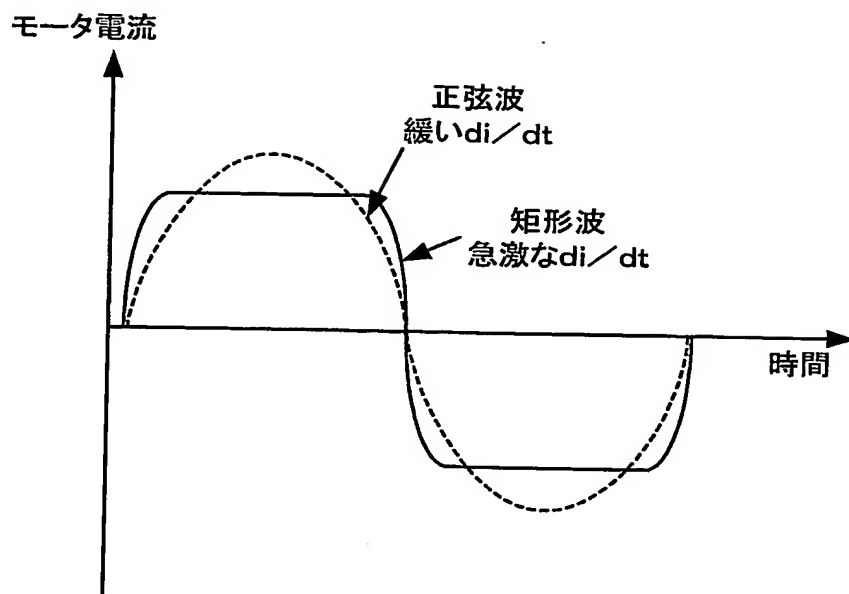


(C)

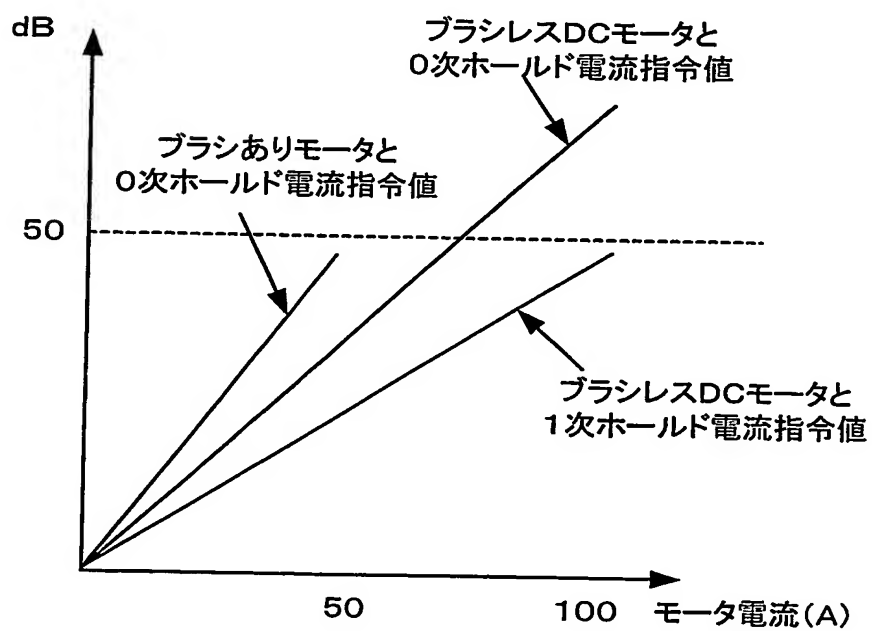


(D)

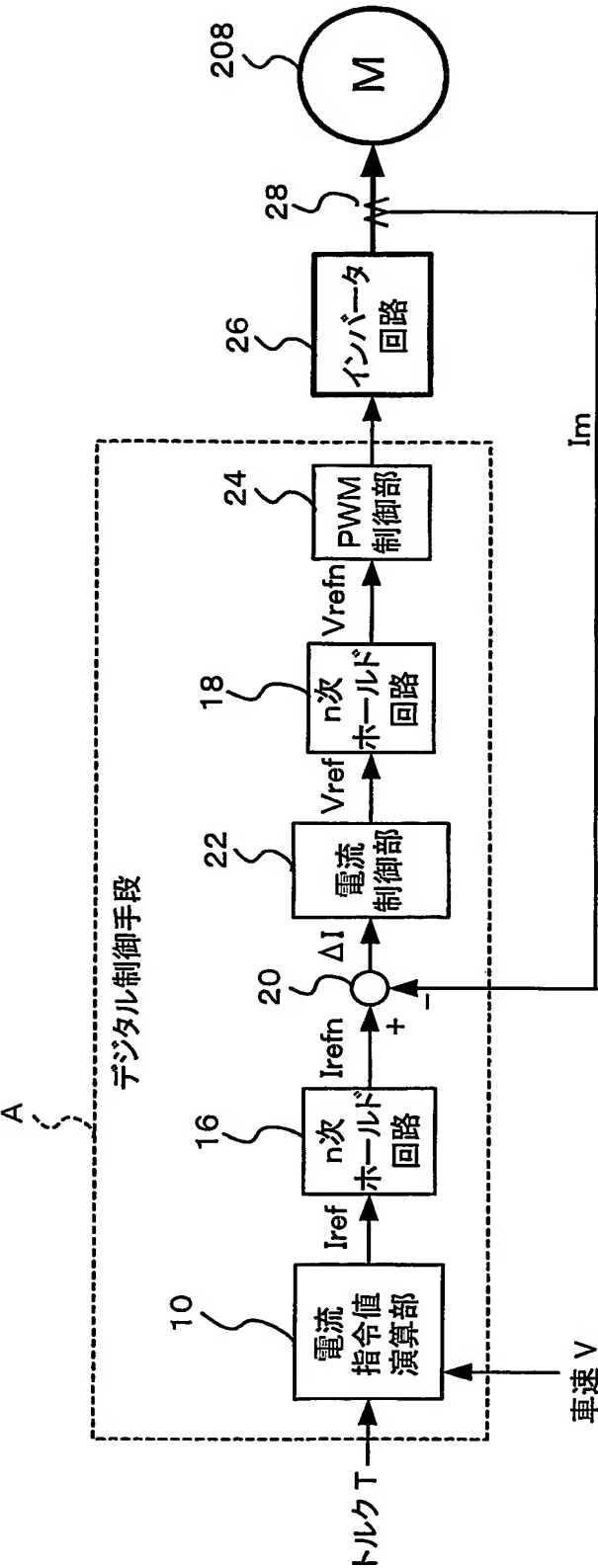
第12図



第13図



第14図



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/018327

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H02P6/00, H03M1/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H02P6/00, H03M1/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2005 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 11-18469 A (Mitsubishi Electric Corp.), 22 January, 1999 (22.01.99), Par. Nos. [0028] to [0040] (Family: none)	1-9
Y	JP 6-276097 A (Crystal Semiconductor Corp.), 30 September, 1994 (30.09.94), Par. Nos. [0011] to [0030] & US 5440305 A1	1-9
A	JP 2000-184773 A (Toyoda Machine Works, Ltd.), 30 June, 2000 (30.06.00), (Family: none)	9

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
01 February, 2005 (01.02.05)

Date of mailing of the international search report
15 February, 2005 (15.02.05)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

国際調査報告

国際出願番号 PCT/J P 2004/018327

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H02P6/00、H03M1/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H02P6/00、H03M1/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年

日本国公開実用新案公報 1971-2005年

日本国登録実用新案公報 1994-2005年

日本国実用新案登録公報 1996-2005年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 11-18469 A (三菱電機株式会社) 22. 01. 1999 段落【0028】 - 【0040】 (ファミリーなし)	1-9
Y	JP 6-276097 A (クリスタル セミコンダクター コーポレイション) 30. 09. 1994 段落【0011】 - 【0030】 & US 5440305 A1	1-9
A	JP 2000-184773 A (豊田工機株式会社) 30. 06. 2000 (ファミリーなし)	9

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

01. 02. 2005

国際調査報告の発送日

15. 2. 2005

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

川端 修

3V

3519

電話番号 03-3581-1101 内線 3356